

## НОВЫЙ АЛГОРИТМ АКТИВНОГО ПОДАВЛЕНИЯ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ ИЗМЕРЕНИЯ

*В. А. Калинин*

Объединенный институт ядерных исследований, Дубна

Рассматривается новый алгоритм активного подавления помех в информационных сигналах в реальном времени измерения. Работа алгоритма основана на рекуррентном методе спектрального измерения шумовой составляющей в анализируемом сигнале и рекурсивной фильтрации для ее подавления. Применение математического аппарата на базе рекуррентных вычислений позволяет реализовать в реальном времени динамическое спектральное измерение, которое из-за временных ограничений невозможно выполнить классическими алгоритмами спектральных преобразований.

A new algorithm of active suppression of pickup noise and background in information signals in real time measurements is considered. The algorithm is based on a recurrent method of spectral coefficients calculations of noise components in an analyzed signal and a recursive algorithm of filtration for their suppression. Application of recurrent calculations in the new algorithm allows realizing dynamic spectral measurement of information signals in real time, which is not possible to execute by classical algorithms of spectral transformations due to time restrictions.

PACS: 29.85.-c; 29.90.+g

### ВВЕДЕНИЕ

Задачей любого физического исследования является установление неизвестных свойств или физического состояния объекта исследований по данным наблюдения процессов, в них происходящих. Как правило, эти объекты или процессы оказываются недоступными для непосредственного их изучения методами прямых измерений, а среди множества регистрируемых параметров событий лишь небольшая их часть представляет интерес для экспериментатора. Кроме того, наряду с полезными информационными составляющими в реальных сигналах присутствуют шумы и помехи самой различной природы, что существенно усложняет проведение в реальном времени точных физических измерений [1]. Поэтому максимальное подавление шумов и помех в информационном сигнале, при сохранении полезных составляющих, является *главной задачей первичной обработки сигналов* [1, 2].

Одним из примеров точного измерения физических сигналов, где требуется эффективное подавление помех, является *система оперативной диагностики пучков заряженных частиц в ускорительно-накопительных комплексах*. Используемые до недавнего времени эти системы носили, как правило, инерционный характер и обеспечивали получение данных о профиле пучка, усредненных за большое количество оборотов [3]. Создание новых

мощных ускорителей предъявляет более высокие требования к качеству информации о параметрах пучков. Например, практически невозможно выполнить «встречу» пучков с учетом их взаимодействия, не имея непрерывной «визуальной картины» поперечного и продольного распределения частиц в пучках, т. е. без точной регистрации параметров профиля пучка при каждом его проходе через измерительные датчики [4, 5].

Для эффективного функционирования таких систем требуется *оперативная и достоверная информация* о параметрах пучка. Традиционным методом в таких измерениях является спектральный анализ массива выборок координат пучка, измеренных датчиками, с использованием алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ). Однако присутствие сильных помех приводит к неправильным спектральным оценкам, а получаемая точность измерения часто оказывается недостаточной [5, 6]. По этой причине разработка новых точных методов, включающих алгоритмы эффективного шумоподавления, для регистрации сигналов физических наблюдений, т. е. техники установления точной взаимосвязи между процедурой воздействия со стороны источника и процедурой восприятия со стороны приемника, имеет крайне важное научное и практическое значение.

## 1. АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ

**1.1. Нерекурсивная (пассивная или стационарная) фильтрация сигналов.** Одним из основных методов подавления помех и шумов является фильтрация регистрируемых данных [2, 7, 8]. Под фильтрацией понимается любое преобразование сигналов, при котором во входной последовательности данных целенаправленно изменяются определенные соотношения (динамические или частотные) между различными компонентами этих данных [7]. Основным инструментом фильтрации является спектральный (частотный) анализ. Так как спектральный состав сигналов — это тонкая внутренняя структура данных, которые несет сигнал, практически скрытая в динамическом представлении во множестве данных, то сущность фильтрации состоит *именно в направленном изменении частотного состава сигнала* с целью подавления шумовой компоненты [2, 7]. Для выполнения этих условий ставится задача реализации *оптимальных фильтров*, которые, в зависимости от своего конкретного назначения, позволяют достаточно надежно производить обнаружение сигнала, наилучшим образом выделять сигнал на фоне помех или в максимальной степени подавлять помехи без существенного искажения сигнала.

В традиционных методах фильтрации информация извлекается из входных сигналов *линейными системами с постоянными параметрами алгоритмов преобразования* — нерекурсивными фильтрами. На вход такой системы (фильтра) подаются сигнал  $x(t)$ , а на выходе получают преобразованный сигнал  $y(t)$ . Известно, что связь отклика и воздействия линейной системы описывается интегралом свертки [1, 7]

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) x(t - \tau) d\tau, \quad (1)$$

где  $h(\tau)$  — импульсная переходная характеристика (ИПХ) линейной системы. Применяя преобразование Фурье (ПФ) к соотношению (1), получаем выражение для операции

фильтрации входного сигнала  $x(t)$

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) X(\omega) \exp(j\omega t) d\omega, \quad (2)$$

где  $\omega$  — угловая частота.

Уравнение дискретной фильтрации (свертки двух функций) сигналов может быть получено непосредственно из интегрального уравнения свертки (1) при замене операции интегрирования суммированием мгновенных значений функций с шагом  $\Delta t$  [1]

$$y(k\Delta t) = \Delta t \sum_n h(n\Delta t) x(k\Delta t - \Delta t). \quad (3)$$

Техника выполнения фильтрации не отличается от техники выполнения обычной дискретной свертки двух массивов данных — свертки в вещественной области массива данных  $x(k)$  с функцией фильтра  $h(n)$  (массивом коэффициентов фильтра), где  $k$  и  $n$  — нумерация числовых значений массива данных и числовых значений коэффициентов фильтра,  $k = 0, 1, 2, \dots, K$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots, N$ ,  $K \geq N$ . Для математического описания наряду с формулами (2), (3) применяется также символическая запись фильтрации

$$y(k) = h(n)x(k - n).$$

Система фильтрации считается стационарной, если ее алгоритм преобразования в пределах заданной точности *не зависит от входного и выходного сигналов и не изменяется во времени* [1, 2, 7].

**1.2. Рекурсивная (параметрическая) фильтрация сигналов.** В практических измерениях обычно приходится иметь дело с сигналами, которые зависят от определенных параметров физических процессов или объектов. Значения этих сигналов заранее неизвестны и подлежат определению по данным информационных сигналов, а шумы и помехи, которые сопутствуют им, — хаотически изменяющиеся во времени, но, как правило, статистически независимы от них как по своим значениям, так и по изменениям во времени [1, 8]. В этом случае использование системы фильтрации с постоянными параметрами не решает задачу эффективного шумоподавления.

Для фильтрации такого типа сигналов требуется выполнить следующие задачи [1, 2, 8]: обнаружение шумов и помех в реальном сигнале, оценку их параметров (обычно определение спектра), выделение информационной части сигнала (очистка сигнала от шумов и помех). Эти задачи достаточно успешно решают адаптивные системы с переменными параметрами алгоритмов преобразования (рекурсивная фильтрация) [1, 2, 8]. В таких системах производится оценивание параметров входных и выходных сигналов, по результатам сравнения которых осуществляется подстройка алгоритма преобразования (переходной характеристики фильтра) таким образом, чтобы обеспечить максимальное подавление помех и шумов в реальном сигнале. В простейшем случае такое устройство содержит программируемый фильтр обработки данных и блок преобразования, который на основании определенной программы анализа входных и выходных данных вырабатывает сигнал для управления параметрами этого фильтра. Как правило, такие устройства фильтрации выполняются *только для узкоцелевого функционального назначения* под определенные

типы сигналов, а их внутренняя структура и алгоритм преобразования *практически полностью регламентируются функциональным назначением и определенным минимальным объемом исходной априорной информации о характере входных данных и их информационных параметрах* [1, 2, 7].

## 2. НОВЫЙ АЛГОРИТМ АКТИВНОЙ РЕКУРСИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ

В реальных физических измерениях параметры регистрируемого сигнала, как правило, неизвестны (известен только временной интервал его появления), а для получения необходимой точности измерения требуется подавлять в информационном сигнале текущее (мгновенное) значение шумовой компоненты [1, 8]. По этой причине адаптивные системы уже не в состоянии решить задачу эффективной фильтрации сигналов в режиме реального времени. Кроме того, используемый в программируемых фильтрах алгоритм БПФ для обработки данных имеет «скачущий» режим выборки дискретного сигнала (т. е. сначала выполняется накопление выборки данных длиной  $N$ , а затем вычисление спектральных коэффициентов), что эквивалентно методу преобразования с *прореживанием* по времени [2, 9, 10]. Поэтому здесь неизбежны значительные частотные искажения спектра, которые связаны с эффектом Гиббса (разрывы функций на границах выборки данных) [1, 2] и эффектом *наложения* спектральных характеристик *в частотной области* (прореживание по времени), в связи с чем невысокая точность измерения [1, 2, 8–10].

Для выполнения эффективного шумоподавления сигналов в режиме реального времени алгоритм рекурсивного (активного) фильтра должен иметь:

- высокое быстродействие и динамический, с максимальным перекрытием интервалов выборки данных, алгоритм преобразования, что гарантирует минимальные частотные искажения получаемых спектральных оценок [10, 11];
- вычисление оценки текущего (мгновенного) значения спектра шумовой компоненты до момента появления полезного сигнала (т. е. до начала измерительной процедуры);
- компенсацию значения шумовой компоненты непосредственно в режиме измерения реального сигнала с целью выделения только полезной составляющей.

Следовательно, в алгоритме преобразования активного фильтра необходимо перед измерительным интервалом получить спектральную оценку существующих шумов и помех в текущий момент времени и затем в режиме измерения реального сигнала использовать полученные параметры для компенсации шумовой компоненты.

На рис. 1 представлены временная диаграмма (рис. *а*) и блок-схема реализации алгоритма активной фильтрации (рис. *б*). В этом алгоритме на выборке дискретного сигнала  $N_1$  производится вычисление параметров текущего (мгновенного) спектра шума и помех  $S_{n_i-N+1}(k)$ , которые затем на измерительной выборке  $N_2$  «вычитаются» из параметров спектра  $S_n(k)$ , вычисленного для реального сигнала, содержащего полезную и шумовую компоненты, т. е. выполняется «очистка» сигнала от шумов и помех. Таким образом, на выходе активного фильтра будет присутствовать только спектральная составляющая сигнала полезной компоненты. Затем, используя обратное преобразование Фурье (ОПФ), можно восстановить дискретный (динамический) сигнал этой полезной составляющей. Однако в большинстве практических применений цифровой обработки сигналов (например, оценка числовых параметров сигналов, разложение сигналов на элементарные

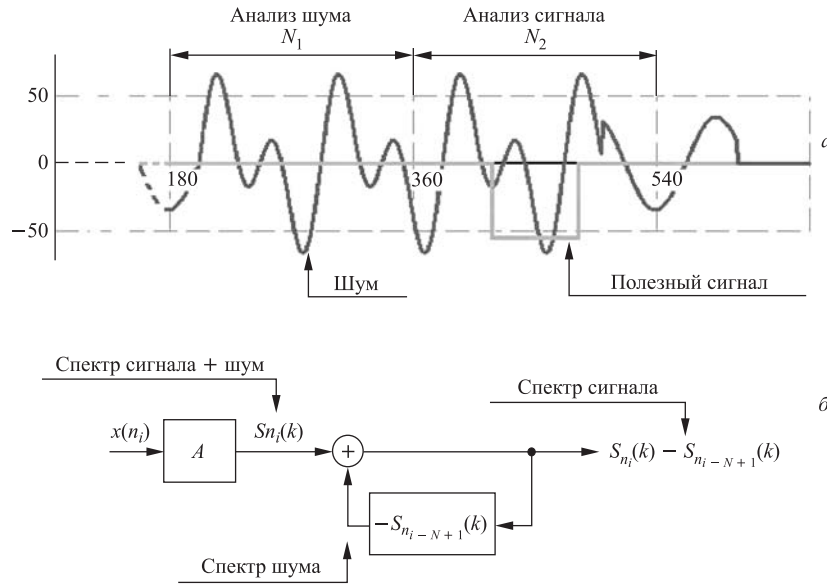


Рис. 1. Реализации алгоритма активной фильтрации: а) временная диаграмма работы алгоритма; б) функциональная блок-схема алгоритма фильтрации

составляющие для сравнения свойств различных сигналов, в том числе с определенными количественными оценками, и т. п.) выполнение операции ОПФ не требуется. Это связано с тем, что полный частотный спектр сигнала по точности математического представления тождествен динамической форме описания сигнала [1, 2, 9].

Для реализации динамического (непрерывного) спектрального измерения в алгоритме активной фильтрации используется рекуррентный метод дискретного преобразования Фурье (РПФ), в котором текущая спектральная оценка вычисляется на основе уже вычисленного значения на предыдущей выборке дискретного сигнала, т. е. рекуррентно [9–13]. В этом методе на каждом дискретном значении сигнала  $x(n_i)$  для каждой гармоники  $k$  вычисляется преобразование Фурье вида [2]

$$S_n(k) = \sum_{i=0}^{N-1} x(n_i) W^{k \cdot i}, \quad (4)$$

где  $k = 0, 1, 2, \dots, N/2$ ,  $W = e^{-j2\pi/N}$ , а функция  $W^{ki}$  — периодическая с периодом, равным  $N$  для всех  $k, i = \pm 1, \pm 2, \dots$ , а сама выборка смещается по цифровой последовательности  $x(n)$  с шагом, равным интервалу выборки  $\Delta T$ . Так как вычисление спектральной оценки (4) выполняется рекуррентно, то следующая оценка  $S_{n+1}(k)$  на  $x(n_{i+1})$  дискретном значении входной временной последовательности  $x(n)$  будет [9–13]

$$S_{n+1}(k) = S_n(k) + [x(n_i + 1) - x(n_{i-N+1})]W^{-k(N-1)}, \quad (5)$$

где  $x(n_{i+1})$  и  $x(n_{i-N+1})$  — дискретные значения сигналов, входящего и выходящего из выборки длительностью  $N$  соответственно;  $k$  — текущее значение частоты, на которой производится измерение спектра. Аналогичным образом определяются рекуррентные выражения преобразования Фурье для всего диапазона частот  $k = 0, 1, \dots, N - 1$ .

Используемый метод рекуррентного спектрального преобразования объединяет в себе алгоритмы ДПФ и весовой обработки анализируемых данных, т. е. учитывает «прошлое» процесса при вычислении спектра, реализует режим спектрального измерения с максимальным перекрытием интервалов выборок дискретного сигнала, что гарантирует минимальные частотные искажения [11, 12]. Кроме того, вычисление алгоритма РПФ на  $k = N/2$  частотах требует только  $N/2$  комплексных умножений, что в  $\log_2 N$  раз меньше, чем в алгоритме быстрого преобразования Фурье (БПФ). Это позволило реализовать спектральное измерение нестационарных сигналов в режиме реального времени на большой длине выборки данных, т. е. с очень высоким частотным разрешением [11].

Для реализации режима активного шумоподавления на базе алгоритма РПФ производится вычисление текущих спектральных оценок шумов и помех на каждом дискретном значении входного сигнала  $x(n_i)$ , т. е. вычисляются текущие мгновенные спектральные оценки  $S_{n-N+1}(k)$  на интервале выборки  $\{n_i - N + 1 \div n_i\}$  (до момента появления полезного сигнала). Затем на измерительном интервале производится вычисление спектральных оценок реального сигнала, содержащего в себе полезную и шумовую компоненты, и одновременно рекурсивно выполняется очистка сигнала от шумов и помех с использованием для этого уже вычисленных параметров шума (ИПХ фильтра), т. е. вычисляется рекуррентное преобразование следующего вида:

$$S_{n+1}(k) = S_n(k)S_{n-N+1}(k) = S_n(k) - S_{n-N+1}(k) + \Delta F \times W^{-k(N-1)}, \quad (6)$$

где  $S_{n-N+1}(k)$  — вычисленный текущий параметр спектра шума, т. е. ИПХ фильтра.

На рис. 2 показана функциональная схема реализации алгоритма активного рекурсивного фильтра на базе РПФ. Алгоритм работает следующим образом. Регистрируемый аналоговый сигнал  $x(t)$  на аналого-цифровом преобразователе преобразуется в дискретную временную последовательность  $x(n)$ , которая поступает на вход арифметического модуля  $Y_1$ . В этом модуле вычисляется разность сигналов  $\Delta F = [x(n_{i-N+1}) - x(n_i)]$ , где  $x(n_i)$  — дискретное значение сигнала  $x(n_{i-N+1})$ , входящего в выборку  $N$  при смещении временного окна на один отсчет, а  $x(n_{i-N+1})$  — значение сигнала, выходящего из выборки. В арифметическом модуле  $Y_2$  вычисляется произведение  $\Delta F \times W^{-k(N-1)}$ , где коэффициенты преобразования  $W^{-k(N-1)}$  уже предварительно вычислены и выбираются из модуля  $Y_3$  по текущим значениям параметров  $n$  и  $k$ . Затем в модуле  $Y_4$  с использованием значения  $S_n(k)$ , полученного на предыдущей выборке и хранящегося в модуле памяти  $Y_5$ , вычисляется новая текущая спектральная оценка  $S_{n+1}(k) = S_n(k) + \Delta F \cdot W^{-k(N-1)}$ . Параметры этой оценки также заносятся в модуль памяти  $Y_5$  и будут использованы при вычислении спектра при смещении временного окна на один отсчет с началом в точке  $x(n_{i+2})$ . Аналогично вычисляется спектр на всем диапазоне анализируемых частот  $0 \leq k \leq N - 1$ . Таким образом, на выход устройства поступает текущая мгновенная спектральная оценка регистрируемого аналогового сигнала  $x(t)$ .

Для организации активной фильтрации параметры спектральных оценок  $S_n(k)$  заносятся в сдвиговый регистр  $Y_6$ , глубина которого равна длине выборки дискретного сигнала  $N$ , и используются как функции импульсного отклика рекурсивного фильтра (ИПХ), по значениям которых осуществляется подстройка алгоритма преобразования, т. е. производится *направленное изменение частотного состава сигнала* с целью подавления шумовой компоненты. При поступлении сигнала «Триггер» (начало измерительной выборки) на

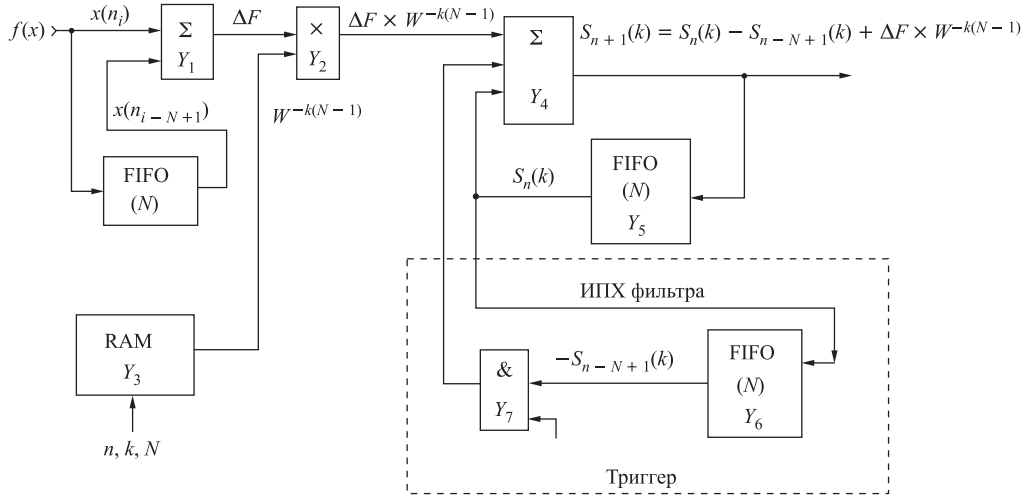


Рис. 2. Функциональная схема реализации алгоритма активной фильтрации на базе рекуррентного преобразования Фурье

модуле  $Y_4$  выполняется свертка в частотной области текущего спектрального значения реального сигнала, содержащего полезную и шумовую компоненты, и спектра шумовой компоненты, вычисленной на предыдущей выборке, т.е. вычисляется спектр полезного сигнала

$$S_{\text{сигнал}}(k) = S_{\text{сигнал+шум}}(k)S_{\text{шум}}(k).$$

Так как частотные характеристики рекурсивных фильтров всегда являются комплексными, заменим в выражении (6) функцию экспоненты  $W = e^{-j2\pi/N}$  на косинусную и синусную составляющие, получаем

$$S_{n+1}(k) = S_n(k) - S_{n-N+1}(k) + \Delta F \times \left[ \cos\left(\frac{2\pi k(n_{i+1})}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi k(n_{i+1})}{N}\right) \right], \quad (7)$$

где  $\Delta F = [x(n_i+1) - x(n_{i-N+1})]$ . Тогда выражения для действительной и мнимой частей алгоритма преобразования имеют следующий вид:

$$\begin{cases} \text{Re}[S_{n+1}(k)] = \text{Re}[S_n(k)] - \text{Re}[S_{n-N+1}(k)] + B_{k,n+1}, \\ \text{Jn}[S_{n+1}(k)] = \text{Jn}[S_n(k)] - \text{Jn}[S_{n-N+1}(k)] - C_{k,n+1}, \end{cases} \quad (8)$$

где  $\text{Re}[\dots]$  и  $\text{Jn}[\dots]$  — действительные и мнимые части преобразования, а  $B_{k,n+1} = \Delta f \cos(2\pi k(n_{i+1})/N)$  и  $C_{k,n+1} = \Delta f \sin(2\pi k(n_{i+1})/N)$  — тригонометрические коэффициенты для всех  $k, n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ , а выражение для амплитудного энергетического спектра имеет вид

$$p_{n+1}(k) = \sqrt{\text{Re}^2[S_{n+1}(k)] + \text{Jn}^2[S_{n+1}(k)]}. \quad (9)$$

Для анализа работы режима активной фильтрации разработана специальная программа, имитирующая работу данного алгоритма. На рис. 3 представлены временные диаграммы ее работы в различные интервалы времени. Анализируемый информационный

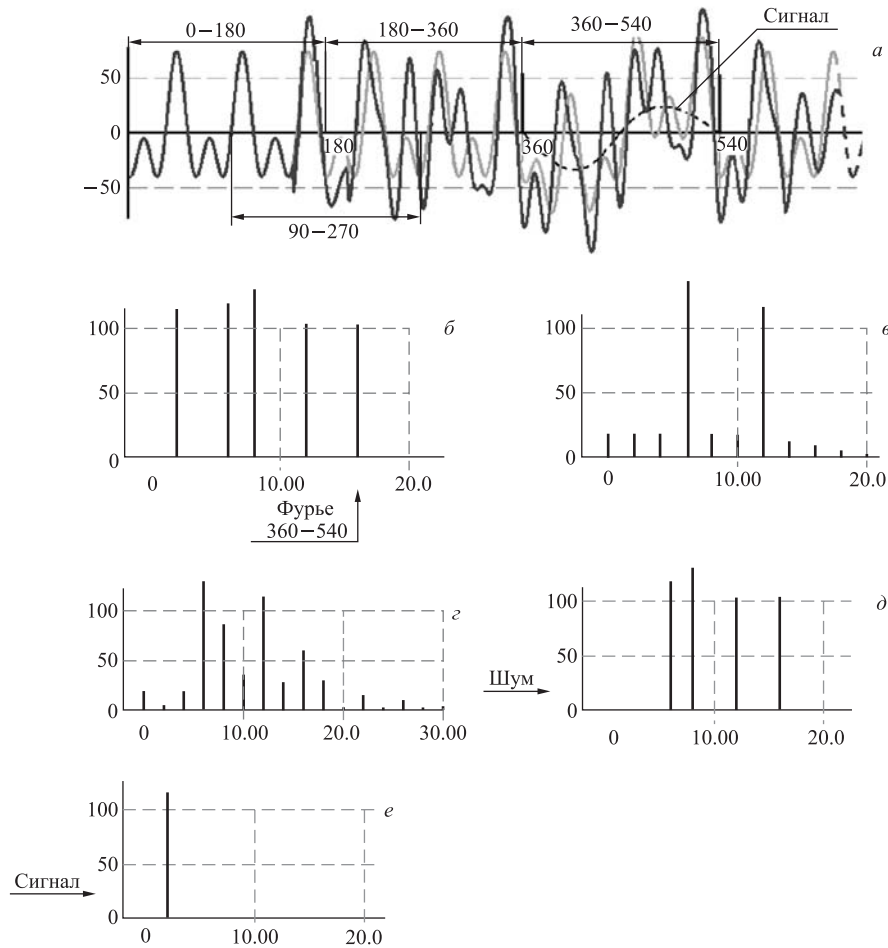


Рис. 3. Временные диаграммы работы алгоритма активной фильтрации: а) временная диаграмма регистрируемого сигнала, содержащего полезный (гармонический) сигнал и шумовую компоненту; б) спектральное преобразование Фурье регистрируемого сигнала; в–д) спектральные оценки, вычисленные в различные моменты времени; е) спектр полезного сигнала, «очищенный» от шума

сигнал (рис. 3, а) содержит в себе полезную составляющую (для простоты визуализации это один период синусоиды, в связи с чем в спектральной области будет только одна гармоника) и значительную шумовую компоненту. Спектральный фурье-анализ этого сигнала на измерительной выборке (рис. 3, а) в интервале от 360 до 540 дает пять гармонических составляющих (рис. 3, б). Это говорит о том, что в составе спектра анализируемого сигнала кроме основной полезной составляющей присутствуют гармонические составляющие шума или помех. На рис. 3, в–е представлены диаграммы работы алгоритма активного шумоподавления в различные моменты времени. На рис. 3, в показана текущая спектральная оценка  $S_{n+1}(k)$ , полученная на интервале выборки от 0 до 180, которая содержит две гармоники шумовой компоненты, присутствующие в данный момент в информационном сигнале. На рис. 3, д представлен спектральный состав всей



шумовой компоненты анализируемого сигнала. На измерительном интервале выборки от 360 до 540 выполняется свертка текущих спектральных параметров шума (рис. 3, *д*) и информационного реального сигнала в частотной области. В результате этой операции осуществляется «очистка» сигнала от шума. Спектр полезного сигнала, «очищенный» от сопутствующих помех, показан на рис. 3, *е*.

На базе данной программы анализировалась также эффективность работы алгоритма шумоподавления с реальными данными, полученными с помощью диджитайзера (digitizer). Экспериментальные данные вместе с сигналами помех из диджитайзера записывались в файл и затем обрабатывались с помощью этой программы. Полученные результаты подтвердили достаточно высокую эффективность работы алгоритма активного шумоподавления.

Таким образом, активный алгоритм фильтрации выполняет эффективное подавление шумовых составляющих, присутствующих в информационном сигнале, что позволяет реализовать прецизионное измерение физических сигналов в режиме реального времени.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение активной фильтрации позволяет проводить высокоточные измерения физических сигналов в режиме реального времени. Предложенный алгоритм позволяет успешно подавить шумы и помехи, сопутствующие полезному сигналу, и реализовать эффективную фильтрацию даже в тех случаях, когда амплитуда полезного сигнала соизмерима или меньше уровня шума, частотные составляющие шума совпадают с частотными составляющими полезного сигнала, что из-за временных ограничений невозможно выполнить существующими алгоритмами преобразований.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2002.
2. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. М.: Мир, 1978.
3. Будкер Г. И. Ускорители со встречными пучками частиц // УФН. 1966. Т. 89, № 4. С. 553–547.
4. Дремин И. М. Физика на Большом адронном коллайдере // УФН. 2009. Т. 179, № 6. С. 571–579.
5. Bartolini R. et al. Algorithms for a Precise Determination of the Betatron Tune // Proc. of the 5th Eur. Particle Accelerator Conf., Barcelona, 1996. P. 247–249.
6. Shafer R. E. Characteristics of Directional Coupler Beam Position Monitors // IEEE Trans. Nucl. Sci. 1985. V. 32. P. 1933–1937.
7. Омм Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах: Пер. с англ. М.: Мир, 1979.
8. Витязев В. В. Оптимальное проектирование многоступенчатых структур цифровых фильтров на процессорах обработки сигналов // Электросвязь. 1992. № 4. С. 23–27.

472 *Калинников В. А.*

9. *Калинников В. А.* Применение многозначной логики в цифровой технике (Обзор) // ПТЭ. 2006. № 6. С. 5–17.
10. *Калинников В. А.* Новые алгоритмы дискретных преобразований для цифрового спектрального измерения нестационарных сигналов в реальном времени. Препринт ОИЯИ Р11-2007-11. Дубна, 2007. 11 с.
11. *Калинников В. А.* Цифровой динамический амплитудно-частотный анализатор спектра // ПТЭ. 2006. № 4. С. 62–67.
12. *Калинников В. А., Белинский А. В., Гусев В. В.* Анализатор спектра для технических систем // Автоматизация и современные технологии. 1990. № 6. С. 28–34.
13. *Калинников В. А., Белинский А. В., Гусев В. В.* Анализатор спектра. А.с. № 1699291. СССР. 2006. БИ № 26.

Получено 18 сентября 2009 г.